

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

## **IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

As rescanning documents *will not* correct images,  
Please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.

#2  
6-18-2

PATENT  
41000-000003

jc997 U.S. PRO  
10/091037  
03/06/02

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicants:	Kurt SCHMIDT	Conf:	Unknown
Application No.:	NEW	Group:	Unknown
Filed:	March 6, 2002	Examiner:	Unknown
For:	INTERPOLATOR		

**PRIORITY LETTER**

March 6, 2002

Honorable Commissioner of Patents and Trademarks  
Washington, DC 20231

Dear Sirs:

Pursuant to the provisions of 35 U.S.C. 119, enclosed is/are a certified copy of the following priority document(s).

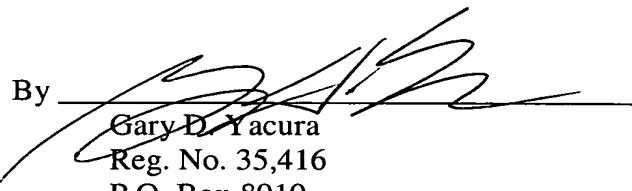
<b><u>Application No.</u></b>	<b><u>Date Filed</u></b>	<b><u>Country</u></b>
101 12 275.6	March 14, 2001	Germany

In support of Applicant's priority claim, please enter this document into the file.

Respectfully submitted,

HARNESS, DICKY, & PIERCE, P.L.C.

By

  
Gary D. Yacura  
Reg. No. 35,416  
P.O. Box 8910  
Reston, Virginia 20195  
(703) 390-3030

GDY/bab



Kurt SCHMIDT  
Filed: 3-6-02  
Atty Dkt: 41000-0000003  
HDP  
(703) 390-3030



## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 101 12 275.6

**Anmeldetag:** 14. März 2001

**Anmelder/Inhaber:** Rohde & Schwarz GmbH & Co KG, München/DE

**Bezeichnung:** Interpolator

**IPC:** H 03 H, G 11 B

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 17. Dezember 2001  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
Im Auftrag

Ebert

## Interpolator

Die Erfindung betrifft einen Interpolator mit fraktional einstellbaren Interpolationszeitpunkten. Ein solcher Interpolator wird beispielsweise bei einem Resampler benötigt.

Ein Resampler mit einem entsprechenden Interpolator ist beispielsweise aus der EP 0 665 546 A2 bekannt. Der Interpolator besteht dort aus zwei FIR-Filtern mit entsprechendem Koeffizientenspeicher. Bei dem bekannten Interpolator ist nachteilig, daß dieser nur einstufig ausgebildet ist. Bei einer hohen geforderten Genauigkeit muß die Phasenschrittweite des Interpolators relativ klein sein, so daß in dem Koeffizientenspeicher relativ viele Koeffizienten zu speichern sind, nämlich für jede Phasenschrittweite ein vollständiger Koeffizientensatz. Dies führt zu einem hohen Speicheraufwand und bei einer monolithischen Integration des Resamplers zu einer großen Chipfläche für den Koeffizientenspeicher. Ferner ist die Speicherzugriffszeit relativ groß, wodurch die Verarbeitungsgeschwindigkeit reduziert wird.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen Interpolator und ein Interpolationsverfahren anzugeben, mit welchem eine hohe Interpolationsgenauigkeit bei relativ niedrigem Speicheraufwand realisierbar ist.

Die Aufgabe wird bezüglich des Interpolators durch die Merkmale des Anspruchs 1 und bezüglich des Interpolationsverfahrens durch die Merkmale des Anspruchs 6 gelöst. Die Unteransprüche betreffen vorteilhafte Weiterbildungen.

Der Erfindung liegt der Ansatz zugrunde, in einem Halbband-Filter (half band filter) zunächst eine Interpolation in der Mitte der Abtastperiode der Eingangssignalfolge vorzunehmen und somit die Abtastperioden der Eingangssignalfolge zu halbieren. Die Anzahl der Phasenschritte der

- nachgeschalteten Polyphasenfilter muß daher bei gleicher Genauigkeit nur halb so groß sein als ohne das vorgeschaltete Halbband-Filter. Der Speicheraufwand für die Koeffizienten der Polyphasenfilter wird bereits durch diese
- 5 Maßnahme halbiert. Eine weitere Reduktion des Speicheraufwands ergibt sich aus der nachgeschalteten linearen Interpolation. Aufgrund der Tatsache, daß zwei Polyphasenfilter verwendet werden, wobei ein Polyphasenfilter in dem Raster der vorgegebenen
- 10 Phasenschritte vor dem Interpolationszeitpunkt und das andere Polyphasenfilter in dem Raster der Phasenschritte nach dem Interpolationszeitpunkt interpoliert, und der weiteren Tatsache, daß das lineare Interpolationsfilter zwischen den beiden Interpolationsergebnissen der beiden
- 15 Polyphasenfilter linear interpoliert, ergibt sich eine Erhöhung der Genauigkeit. Aufgrund der nachgeschalteten linearen Interpolation kann deshalb die Phasenschrittweite in den Polyphasenfiltern verringert werden, wodurch der Speicheraufwand reduziert wird. Ein weiterer erheblicher
- 20 Vorteil besteht in der Tatsache, daß in den Polyphasenfiltern wesentlich weniger Multiplizierer vorhanden sein müssen, um die gleiche Interpolationsgenauigkeit zu erreichen.
- 25 Um die Bandbreite zu begrenzen, kann ein zweites Halbband-Filter (half band filter) vorgeschaltet sein.

- Um trotz des Upsamplings in dem ersten Halbband-Filter keine Erhöhung der Verarbeitungstaktrate in den Polyphasenfiltern
- 30 vornehmen zu müssen, können die geradzahligen Ausgangswerte des ersten Halbband-Filters einer ersten Reihe seriell angeordneter Verzögerungselemente zugeführt werden, während die ungeradzahligen Ausgangswerte des ersten Halbband-Filters einer zweiten Reihe seriell angeordneter
- 35 Verzögerungselemente zugeführt wird. Über eine Umschaltelinrichtung (Multiplexer) werden die Multiplizierer der Polyphasenfilter abwechselnd mit der ersten Reihe und der zweiten Reihe der Verzögerungselemente verbunden.

Wenn der Interpolationszeitpunkt zwischen dem letzten Phasenschritt des Polyphasenfilters und dem nächsten Abtastzeitpunkt liegt, so muß einem der beiden Polyphasenfilter die um eine Abtastperiode verschobene Ausgangssignalfolge des ersten Halbband-Filters zugeführt werden. Dies kann durch die Umschalteneinrichtung (Multiplexer) erfolgen, die in diesem Fall um ein Verzögerungselement versetzt auf die Reihe der Verzögerungselemente zugreift.

10

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung wird nachfolgend unter Bezugnahme auf die Zeichnung näher beschrieben. In der Zeichnung zeigen:

15 Fig. 1 ein Blockschaltbild des erfindungsgemäßen Interpolators;

Fig. 2 das Spektrum des Eingangssignals und des Ausgangssignals zusammen mit den Übertragungsfunktionen des ersten Halbband-Filters, des Polyphasenfilters und des linearen Interpolationsfilters;

25 Fig. 3 das Spektrum des Eingangssignals und des Ausgangssignals zusammen mit den Übertragungsfunktionen des zweiten Halbband-Filters, des ersten Halbband-Filters, des Polyphasenfilters und des linearen Interpolationsfilters;

30 Fig. 4 ein weiteres Blockschaltbild des erfindungsgemäßen Interpolators;

35 Fig. 5 ein Diagramm zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Interpolationsverfahrens;

Fig. 6 die Koeffizienten der beiden Polyphasenfilter in Abhängigkeit von dem Phasenschritt;

Fig. 7 ein Blockschaltbild eines ersten Ausführungsbeispiels eines Polyphasenfilters des erfindungsgemäßen Interpolators;

5 Fig. 8 ein Blockschaltbild eines zweiten Ausführungsbeispiels eines Polyphasenfilters des erfindungsgemäßen Interpolators und

10 Fig. 9 ein Diagramm zur Erläuterung der linearen Interpolation.

Fig. 1 zeigt ein Blockschaltbild des erfindungsgemäßen Interpolators 1. Eine digitale Eingangssignalfolge  $x(k)$  kann über eine Umschalteneinrichtung (Multiplexer MUX) 2 wahlweise  
 15 direkt auf ein erstes Halbband-Filter (half band filter  $\text{HBF}_2$ ) 3 oder indirekt über ein zweites Halbband-Filter (half band filter  $\text{HBF}_1$ ) 4 auf das erste Halbband-Filter 3 gegeben werden. Das zweite Halbband-Filter 4 hat eine Übertragungsfunktion  $H_1(f)$  und verändert die Abtastrate  
 20 nicht (Upsampling-Faktor  $u_{p1} = 1$ ). Das erste Halbband-Filter 3 hat eine Übertragungsfunktion  $H_2(f)$  und erhöht die Abtastrate um den Faktor 2 (Upsampling-Faktor  $u_{p2} = 2$ ). Das erste Halbband-Filter 3 erzeugt eine Zwischensignalfolge  $z(k)$ .

25 Dem ersten Halbband-Filter 3 ist ein Polyphasenfilter (PPF) 5 nachgeschaltet. Das Polyphasenfilter 5 gliedert sich, wie aus Fig. 4 zu erkennen, in ein erstes Polyphasenfilter 5a und zweites Polyphasenfilter 5b, das jeweils die  
 30 Übertragungsfunktion  $H_3(f)$  hat und die Abtastrate um beispielsweise den Faktor 128 erhöht (Upsampling-Faktor  $u_{p3} = 128$ ).

Dem Polyphasenfilter 5 ist ein lineares Interpolationsfilter (LINT) 6 nachgeschaltet, das die Übertragungsfunktion  $H_4(f)$  hat. Am Ausgang des linearen Interpolationsfilters 6 steht  
 35 die Ausgangssignalfolge  $y(k)$  zur Verfügung.

Fig. 2 zeigt das hinsichtlich der Bandbreite zulässige Spektrum  $In(f)$  der Eingangssignalfolge  $x(k)$  zusammen mit den Übertragungsfunktionen  $H_2(f)$  des ersten Halbband-Filters 3,  $H_3(f)$  des Polyphasenfilters 5 und  $H_4(f)$  des linearen Interpolationsfilters 6. Durch Multiplikation des Eingangsspektrums  $In(f)$  mit den Übertragungsfunktionen  $H_2(f)$ ,  $H_3(f)$  und  $H_4(f)$  entsteht das Spektrum  $Out(f)$  der Ausgangssignalfolge  $y(k)$ . Dabei ist die Umschalteneinrichtung 2 so geschaltet, daß das zweite Halbband-Filter 4 umgangen wird.

Die Übertragungsfunktion  $H_2(f)$  des Halbband-Filters 3 ist bekannterweise symmetrisch bezüglich  $f/f_{r2}=0,25$ , wobei die Rampe bei  $0,31 f_{r1}$  bzw.  $0,115 f_{r2}$  beginnt. Dabei ist  $f_{r1}$  die Abtastperiode der Eingangssignalfolge  $x(k)$  und  $f_{r2}$  die Abtastperiode der Zwischensignalfolge  $z(k)$  am Ausgang des ersten Halbband-Filters 3. Während sich die Fouriertransformierte der Eingangssignalfolge  $x(k)$  periodisch im Abstand  $f_{r1}$  wiederholt, wiederholt sich die Übertragungsfunktion  $H_2(f)$  periodisch im Abstand  $f_{r2}$ .

Die Übertragungsfunktion  $H_3(f)$  des Polyphasenfilters 5 hat eine Rampe, die ebenfalls bei  $0,31 \cdot f_{r1}$  bzw.  $0,115 \cdot f_{r2}$  beginnt und ist periodisch in  $f_{r3}=128 \cdot f_{r2}$ . Dazwischen treten parasitäre Durchlaßbereiche auf, die jedoch in Spektralbereichen liegen, in welchen die Übertragungsfunktion  $H_2(f)$  des ersten Halbband-Filters 3 sperrt. Die Aufgabe der Übertragungsfunktion  $H_3(f)$  besteht darin, die Wiederholungspektren von  $H_2(f)$  zu unterdrücken.

Die Übertragungsfunktion  $H_4(f)$  des linearen Interpolationsfilters 6 fällt kontinuierlich ab und erreicht einen Nullpunkt bei  $f/f_{r3}=1$ . Somit sperrt die Übertragungsfunktion  $H_4(f)$  des linearen Interpolationsfilters 6 dort, wo die Durchlaßbereiche der Übertragungsfunktionen  $H_2(f)$  und  $H_3(f)$  bei  $f/f_{r3}=1$  zusammenfallen. Solange die Bandbreite  $f_{pass}$  der Eingangssignalfolge  $x(k)$  in kleiner als  $0,31 \cdot f_{r1}$  ist, wird



die Eingangssignalfolge  $x(k)$  verzerrungs- und störungsfrei auf die Ausgangssignalfolge  $y(k)$  abgebildet.

5 Sofern die Eingangssignalfolge  $x(k)$  nicht bandbegrenzt ist, ist das zweite Halbband-Filter 4 vorzuschalten, dessen Übertragungsfunktion  $H_1(f)$  in Fig. 3 dargestellt ist. Die Übertragungsfunktion  $H_1(f)$  des zweiten Halbband-Filters 4 hat eine Rampe, die bei  $0,19 \cdot f_{r1}$  beginnt und ihren Nullpunkt bei  $0,31 \cdot f_{r1}$  erreicht. Somit nimmt das zweite Halbband-Filter 4 eine Bandbegrenzung auf den Frequenzbereich vor, in 10 welchem die Übertragungsfunktion  $H_2(f)$  des ersten Halbband-Filters 3 konstant ist.

Fig. 4 zeigt ein etwas detailliertes Blockschaltbild des 15 Interpolators 1 ohne das zweite Halbband-Filter 4 und ohne die Umschalteinrichtung 2. Aus Fig. 4 ist erkennbar, daß dem ersten Halbband-Filter 3 ein erstes Polyphasenfilter 5a und ein zweites Polyphasenfilter 5b nachgeschaltet sind, wobei sowohl der Interpolationswert  $y_{PPF\_L}(k)$  des ersten 20 Polyphasenfilters 5a als auch der Interpolationswert  $y_{PPF\_R}(k)$  des zweiten Polyphasenfilters 5b dem linearen Interpolationsfilter 6 zugeführt wird. Der Interpolationszeitpunkt  $\Delta t/T_{r1}$  bezogen auf die Abtastperiode  $T_{r1} = 1/f_{r1}$  der Eingangssignalfolge  $x(k)$  wird durch ein von 25 einer Zeitsteuerung 7 erzeugtes Steuersignal  $S$  vorgegeben.

Das erfindungsgemäße Interpolationsverfahren ist in Fig. 5 schematisch dargestellt. Ein als Funktion der Zeit 30 dargestelltes analoges Signal ist an den Zeitpunkten  $k \cdot T_{r1}$  abgetastet. Diese Abtastwerte bilden die Eingangssignalfolge  $x(k)$ . Die Eingangssignalfolge  $x(k)$  ist in Fig. 5 durch ausgefüllte Kreise dargestellt. Durch den Resampler soll im dargestellten Beispiel die Abtastrate verringert werden. Folglich ist der Abstand zwischen den Abtastzeitpunkten der 35 Ausgangssignalfolge  $y(k)$ , wie in Fig. 5 veranschaulicht, größer. Es ist die Aufgabe des Interpolators 1, die Amplitudenwerte an den Abtastzeitpunkten der Ausgangssignalfolge  $y(k)$ , die in Fig. 5 als Rauten dargestellt sind, aus der Eingangssignalfolge  $x(k)$  zu

interpolieren. Der Interpolationszeitpunkt  $\Delta t/T_{r1}$  in Bezug auf den vorgehenden Abtastzeitpunkt der Eingangssignalfolge  $x(k)$  wird von der Zeitsteuerung 7 über das Steuersignal  $S$  an den Interpolator 1 übergeben. Ferner wird ein Enable-Signal  
 5 E übergeben, das anzeigt, ob in dem jeweiligen Abtastintervall der Eingangssignalfolge  $x(k)$  ein Wert der Ausgangssignalfolge  $y(k)$  zu interpolieren ist oder nicht.

Bei der Interpolation wird erfindungsgemäß so vorgegangen,  
 10 daß in dem ersten Halbband-Filter 3 eine Interpolation jeweils in der Mitte jeder Abtastperiode  $T_{r1}$  der Eingangssignalfolge  $x(k)$  vorgenommen wird und so eine Zwischensignalfolge  $z(k)$  erzeugt wird. Da die Interpolation stets in der Mitte der Abtastperiode  $T_{r1}$  also mit einer  
 15 stets gleichen Phasenverschiebung in Bezug auf die Eingangssignalfolge  $x(k)$ , erfolgt, ist der Aufwand in dem Halbband-Filter 3 insofern begrenzt, als das Halbband-Filter 3 mit festen Koeffizienten arbeiten kann. Bei gleicher Phasenschrittweite  $T_{r3}$  ist jedoch die Anzahl der  
 20 Phasenschritte in Bezug auf die Abtastperiode  $T_{r2}$  der Zwischensignalfolge  $z(k)$  nur halb so groß als in Bezug auf die Abtastperiode  $T_{r1}$  der Eingangssignalfolge  $x(k)$ . Folglich müssen in dem Koeffizientenspeicher der Polyphasenfilter 5a und 5b nur halb so viele Koeffizienten bereit gehalten  
 25 werden, wodurch bei gleicher Genauigkeit der Speicheraufwand halbiert wird. Außerdem sind wesentlich weniger Multiplizierer in den Polyphasenfiltern 5a und 5b notwendig.

Das erste Polyphasenfilter 5a interpoliert die  
 30 Zwischensignalfolge  $z(k)$  zu einem Zeitpunkt  $t_L$ , der in dem vorgegebenen Raster von möglichen Interpolationszeitpunkten der Polyphasenfilter vor dem durch das Steuersignal  $S$  vorgegebenen Interpolationszeitpunkt  $\Delta t$  liegt. Hingegen interpoliert das zweite Polyphasenfilter 5b die  
 35 Zwischensignalfolge  $z(k)$  zu einem Zeitpunkt  $t_R$ , der in dem vorgegebenen Raster von möglichen Interpolationszeitpunkten nach dem durch das Steuersignal  $S$  vorgegebenen Interpolationszeitpunkt  $\Delta t$  liegt.

In dem linearen Interpolationsfilter 6 erfolgt schließlich eine lineare Interpolation zwischen den beiden zum Zeitpunkt  $t_L$  und  $t_R$  gefundenen Interpolationswerten  $Y_{PPF\_L}$  und  $Y_{PPF\_R}$ . Durch die nachfolgende lineare Interpolation wird der  
 5 endgültige Interpolationswert  $Y_{LINT}$  gefunden.

Fig. 7 zeigt ein Ausführungsbeispiel des Polyphasenfilters 5a, das mit dem Polyphasenfilter 5b identisch ist. Erkennbar ist eine Reihe von Verzögerungselementen (Registern) 8a, 8b,  
 10 8c und 8d. Dabei ist ein stark vereinfachtes Beispiel mit nur vier Verzögerungselementen 8a-8d dargestellt. Die Verzögerungselemente 8a-8d sind jeweils über eine Umschalteneinrichtung (Multiplexer MUX) 9a, 9b, 9c bzw. 9d mit jeweils einem ersten Eingang 10a, 10b, 10c bzw. 10d eines  
 15 Multiplizierers 11a, 11b, 11c bzw. 11d verbunden. Der zweite Eingang 12a, 12b, 12c bzw. 12d des Multiplizierers 11a, 11b, 11c bzw. 11d ist mit einem Koeffizienten-Speicher 13a, 13b, 13c bzw. 13d verbunden. Durch das Steuersignal  $\Delta t_B/T_{R2}$  wird der Phasenschritt vorgegeben, bei welchem das  
 20 Polyphasenfilter 5a interpolieren soll. Bei dem in den Fig. 5 und 7 dargestellten, stark vereinfachten Ausführungsbeispiel ist die Abtastperiode  $T_{R2}$  der Zwischensignalfolge  $z(k)$  in acht Phasenschritte unterteilt, d.h. das Polyphasenfilter 5a kann in einem Raster von acht  
 25 möglichen Interpolationszeitpunkten interpolieren. Die Phasenschritt-Nummer läßt sich deshalb durch drei Bit darstellen, wie dies in Fig. 6 ganz links dargestellt ist. Für jeden der acht möglichen Phasenschritte wird jeweils aus den Koeffizientenspeichern 13a - 13d ein zugehöriger  
 30 Koeffizient ausgewählt. Beispielsweise wird bei dem Phasenschritt 001 für den Multiplizierer 11a der Koeffizient  $a_2$ , für den Multiplizierer 11b der Koeffizient  $b_2$ , für den Multiplizierer 12c, der Koeffizient  $c_2$  und für den Multiplizierer 12d der Koeffizient  $d_2$  ausgewählt. Bei dem  
 35 letzten und siebten Phasenschritt 111 wird der Koeffizientensatz  $a_8$ ,  $b_8$ ,  $c_8$  und  $d_8$  ausgewählt. Die beiden Polyphasenfilter 5a und 5b interpolieren jeweils zu benachbarten Interpolationszeitpunkten, wie dies aus Fig. 5 zu erkennen sind.

Eine Besonderheit tritt auf, wenn das Polyphasenfilter 5a an dem letzten Phasenschritt eines Abtastintervalls der Zwischensignalfolge  $z(k)$  interpoliert, im Beispiel also an dem siebten Phasenschritt 111, das Polyphasenfilter 5b jedoch bereits an dem ersten Phasenschritt 000 des darauffolgenden nächsten Abtastintervalls der Zwischensignalfolge  $z(k)$ . Dieses Problem wird bei dem in Fig. 7 dargestellten Ausführungsbeispiel gelöst, indem aus den Koeffizientenspeichern 13a - 13d jeweils der Koeffizient 0 für den ersten Phasenschritt 000, bei welchem keine Phasenverschiebung gegenüber dem letzten Abtastwert der Zwischensignalfolge erfolgt, ausgelesen wird. Jedoch wird über die Umschalteneinrichtungen 9a - 9d auf den nächsten Abtastwert  $z(k+1)$  der Zwischensignalfolge zugegriffen. Aus Fig. 6 ist erkennbar, daß die Koeffizienten des Polyphasenfilters 5b gegenüber den Koeffizienten des Polyphasenfilters 5a jeweils um einen Phasenschritt zyklisch verschoben sind, d. h. wenn dem Polyphasenfilter 5a der Koeffizientensatz  $a_8, b_8, c_8$  und  $d_8$  zugewiesen wird, wird dem Polyphasenfilter 5b bereits der Koeffizientensatz 0,1,0,0 zugewiesen.

Die Ausgänge der Multiplizierer 11a - 11d werden in üblicher Weise einem Summierer 14 zugeführt. Der Ausgang 15 des Summierers 14 ist mit dem linearen Interpolationsfilter 6 verbunden.

Fig. 8 zeigt ein zweites Ausführungsbeispiel der Polyphasenfilter 5a bzw. 5b. Die Abtastrate  $f_{r2}$  der Zwischensignalfolge  $z(k)$  ist doppelt so groß als die Abtastrate  $f_{r1}$  der Eingangssignalfolge  $x(k)$ . Das in Fig. 7 dargestellte Ausführungsbeispiel der Polyphasenfilter 5a und 5b müßte deshalb mit der doppelten Taktrate betrieben werden. Es ist aber vorteilhaft, in dem Interpolator 1 eine einheitliche Taktrate zu verwenden. Um dies zu erreichen, sind bei dem in Fig. 8 dargestellten Ausführungsbeispiel die Verzögerungselemente 8a, 8b, 8c... in zwei Reihen 16 bzw. 17 angeordnet. Der ersten Reihe 17 der Verzögerungselemente 8a,

8c... werden die ungeradzahlgigen Ausgangswerte des ersten Halbband-Filters 3, also die ungeradzahlgigen Werte  $z(2k+1)$  der Zwischensignalfolge zugeführt. Hingegen werden der zweiten Reihe 16 der Verzögerungselemente 8b... die geradzahlgigen Ausgangswerte des ersten Halbband-Filters 3, also die geradzahlgigen Werte  $z(2k)$  der Zwischensignalfolge zugeführt. Die beiden Reihen 16 und 17 der Verzögerungselemente 8a, 8b, 8c können dann mit dem Takt  $f_{r1}$  getaktet werden. Da die Werte der Zwischensignalfolge  $z(k)$  jeweils alternierend den beiden Reihen 16 und 17 zugewiesen werden, ist die Anschlußbelegung der Umschaltelement 9a - 9d so wie in Fig. 8 dargestellt zu modifizieren. Jeweils ein Eingang der Umschalteinrichtungen 9a - 9d ist mit der ersten Reihe 17 und der andere Eingang der Umschalteinrichtungen 9a - 9d ist mit der zweiten Reihe 16 verbunden.

Fig. 9 zeigt die Vorgehensweise in dem linearen Interpolationsfilter 6. Das Polyphasenfilter 5a erzeugt den Interpolationswert  $y_{PPF\_L}(k)$ . Das Polyphasenfilter 5b erzeugt den Interpolationswert  $y_{PPF\_R}(k)$ . Das lineare Interpolationsfilter 6 interpoliert entsprechend dem noch verbleibenden Zeitversatz  $\Delta t_c/T_{r3}$  (vgl. Fig. 5 und 9), wodurch der endgültige Interpolationswert  $y_{LINT}(k)$  erhalten wird.

Bei der Interpretation des Steuersignals  $S$  kann so vorgegangen werden, daß das am höchsten signifikante Bit darüber entscheidet, ob die Interpolation in der ersten Hälfte oder in der zweiten Hälfte des Abtastintervalls  $T_{r1}$  vorgenommen wird, eine Reihe von mittleren signifikanten Bits den Phasenschritt der Polyphasenfilter 5a und 5b festlegen und die noch nicht berücksichtigten am niedrigsten signifikanten Bits das lineare Interpolationsfilter 6 ansteuern.

Die Erfindung ist nicht auf das dargestellte Ausführungsbeispiel beschränkt und kann z. B. auch bei anderen Ausführungsformen der Polyphasenfilter 5a bzw. 5b Verwendung finden.

### Ansprüche

1. Interpolator (1), der eine digitale Eingangssignalfolge  
 5  $(x(k))$  an durch ein Steuersignal  $(S)$  vorgegebenen  
 Interpolationszeitpunkten  $(\Delta t/T_{r1})$  zur Erzeugung einer  
 digitalen Ausgangssignalfolge  $(y(k))$  interpoliert, mit  
 einem ersten Halbband-Filter (half band filter) (3), das die  
 Eingangssignalfolge  $(x(k))$  jeweils in der Mitte jeder  
 10 Abtastperiode  $(T_{r1})$  der Eingangssignalfolge  $(x(k))$   
 interpoliert und so eine Zwischensignalfolge  $(z(k))$  erzeugt,  
 einem ersten Polyphasenfilter (5a), das die  
 Zwischensignalfolge  $(z(k))$  zu einem Zeitpunkt  $(t_L)$   
 interpoliert, der in einem vorgegebenen Raster von möglichen  
 15 Interpolationszeitpunkten vor dem durch das Steuersignal  $(S)$   
 vorgegebenen Interpolationszeitpunkt  $(\Delta t/T_{r1})$  liegt,  
 einem zweiten Polyphasenfilter (5b), das die  
 Zwischensignalfolge  $(z(k))$  zu einem Zeitpunkt  $(t_R)$   
 interpoliert, der in einem vorgegebenen Raster von möglichen  
 20 Interpolationszeitpunkten nach dem durch das Steuersignal  
 $(S)$  vorgegebenen Interpolationszeitpunkt  $(\Delta t/T_{r1})$  liegt, und  
 einem linearen Interpolationsfilter (6), das in Abhängigkeit  
 von der Lage des durch das Steuersignal  $(S)$  vorgegebenen  
 Interpolationszeitpunkts  $(\Delta t/T_{r1})$  relativ zu den  
 25 Interpolationszeitpunkten  $(t_L, t_R)$  des ersten und zweiten  
 Polyphasenfilters (5a, 5b) eine lineare Interpolation  
 zwischen den Interpolationswerten  $(y_{PPF\_L}(k), y_{PPF\_R}(k))$  des  
 ersten und zweiten Polyphasenfilters (5a, 5b) durchführt.
  
- 30 2. Interpolator nach Anspruch 1,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
 daß dem ersten Halbband-Filter (half band filter) (3)  
 mindestens ein zweites Halbband-Filter (half band filter)  
 (4) vorschaltbar ist, das eine Bandbegrenzung auf den  
 35 Frequenzbereich vornimmt, in welchen die  
 Übertragungsfunktion  $(H_2(f))$  des ersten Halbband-Filters (3)  
 näherungsweise konstant ist.

3. Interpolator nach Anspruch 1 oder 2,

**dadurch gekennzeichnet,**

daß die Polyphasenfilter (5a, 5b) jeweils eine Reihe mehrerer seriell angeordneter Verzögerungselemente (8a-8d) und mehrere Multiplizierer (11a-11d) aufweisen, deren erster  
 5 Eingang (10a-10d) über jeweils eine zugeordnete Umschalteneinrichtung (9a-9d) mit dem Eingang oder mit dem Ausgang eines zugeordneten Verzögerungselements (8a-8d) verbindbar ist.

10 4. Interpolator nach Anspruch 1 oder 2,

**dadurch gekennzeichnet,**

daß die Polyphasenfilter (5a, 5b) jeweils eine erste Reihe (17) mehrerer seriell angeordneter Verzögerungselemente (8a, 8c), welcher die ungeradzahlgigen Werte ( $z(2k+1)$ ) der  
 15 Zwischensignalfolge zugeführt werden, eine zweite Reihe (16) mehrerer seriell angeordneter Verzögerungselemente (8b), welcher die geradzahlgigen Werte ( $z(2k)$ ) der Zwischensignalfolge zugeführt werden, und mehrere Multiplizierer (11a-11d) aufweisen, deren erster Eingang  
 20 (10a-10d) über jeweils eine zugeordnete Umschalteneinrichtung (9a-9d) mit einem Verzögerungselement (8a-8d) der ersten Reihe (17) oder der zweiten Reihe (16) verbindbar ist.

5. Interpolator nach Anspruch 3 oder 4,

25 **dadurch gekennzeichnet,**

daß der zweite Eingang (12a-12d) der Multiplizierer (11a-11d) mit einem Koeffizienten-Speicher (13a-13d) verbunden ist, der in Abhängigkeit von dem Steuersignal (S) einen zu dem Interpolationszeitpunkt ( $t_L$ ;  $t_R$ ) gehörenden  
 30 Koeffizienten (a; b; c; d) für den jeweiligen Multiplizierer (9a-9d) auswählt.

6. Interpolationsverfahren zur Erzeugung einer digitalen Ausgangssignalfolge ( $y(k)$ ) durch Interpolation einer  
 35 digitalen Eingangssignalfolge ( $x(k)$ ) an durch ein Steuersignal (S) vorgegebenen Interpolationszeitpunkten ( $\Delta t/T_{r1}$ ) mit folgenden Verfahrensschritten:

- Interpolieren der Eingangssignalfolge ( $x(k)$ ) jeweils in der Mitte jeder Abtastperiode ( $T_{r1}$ ) der Eingangssignalfolge

$(x(k))$  und dadurch Erzeugen einer Zwischensignalfolge  $(z(k))$ ,

- Interpolieren der Zwischensignalfolge  $(z(k))$  in einem ersten Polyphasenfilter (5a) zu einem ersten Zeitpunkt  $(t_L)$ ,  
 5 der in einem vorgegebenen Raster von möglichen Interpolationszeitpunkten vor dem durch das Steuersignal (S) vorgegebenen Interpolationszeitpunkt  $(\Delta t/T_{r1})$  liegt, und dadurch Erzeugen jeweils eines ersten Interpolationswerts  $(Y_{PPF\_L}(k))$ ,
- 10 - Interpolieren der Zwischensignalfolge  $(z(k))$  in einem zweiten Polyphasenfilter (5b) zu einem zweiten Zeitpunkt  $(t_R)$ , der in einem vorgegebenen Raster von möglichen Interpolationszeitpunkten nach dem durch das Steuersignal (S) vorgegebenen Interpolationszeitpunkt  $(\Delta t/T_{r1})$  liegt, und  
 15 dadurch Erzeugen eines zweiten Interpolationswerts  $(Y_{PPF\_R}(k))$ ,  
 und
- lineares Interpolieren des ersten und zweiten Interpolationswerts  $(Y_{PPF\_L}(k), Y_{PPF\_R}(k))$ , in Abhängigkeit  
 20 von der Lage des durch das Steuersignal (S) vorgegebenen Interpolationszeitpunkts  $(\Delta t/T_{r1})$  relativ zu dem ersten und zweiten Zeitpunkt  $(t_L, t_R)$ .

7. Interpolationsverfahren nach Anspruch 6,

25 **dadurch gekennzeichnet,**

- daß in dem Fall, daß der zweite Zeitpunkt  $(t_R)$  mit einem Abtastzeitpunkt der Zwischensignalfolge  $(z(k))$  zusammenfällt, die Interpolation zur Erzeugung des zweiten Interpolationswerts  $(Y_{PPF\_R}(k))$  auf der Grundlage der um eine  
 30 Abtastperiode  $(T_{r2})$  verschobenen Zwischensignalfolge  $(z(k+1))$  erfolgt.



**Zusammenfassung**

Ein Interpolator (1) umfaßt ein Halbband-Filter (3), ein  
erstes Polyphasenfilter (5a), ein zweites Polyphasenfilter  
5 (5b) und ein lineares Interpolationsfilter (6). Die  
Polyphasenfilter (5a, 5b) interpolieren jeweils vor bzw.  
nach dem durch das Steuersignal (S) vorgegebenen  
Interpolationszeitpunkt ( $\Delta t/T_{r1}$ ).

10 (Fig. 4)

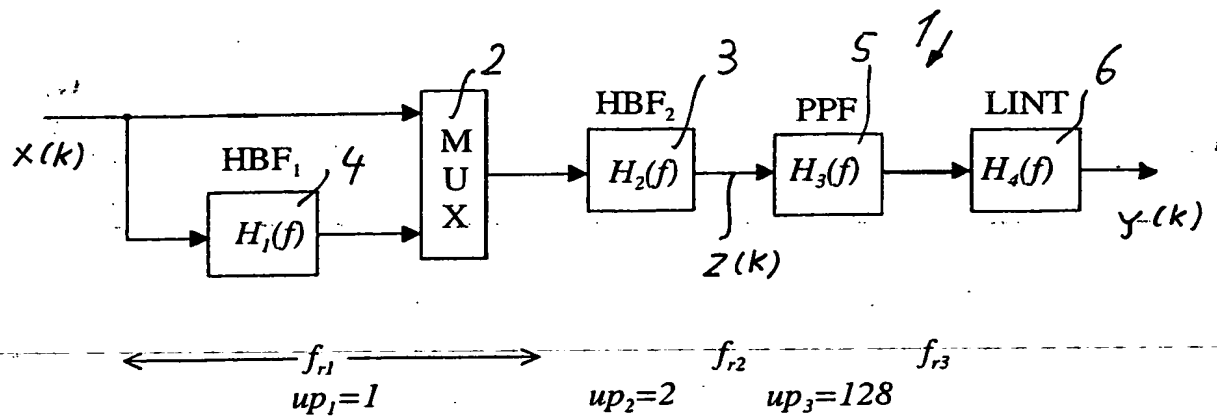


Fig. 1

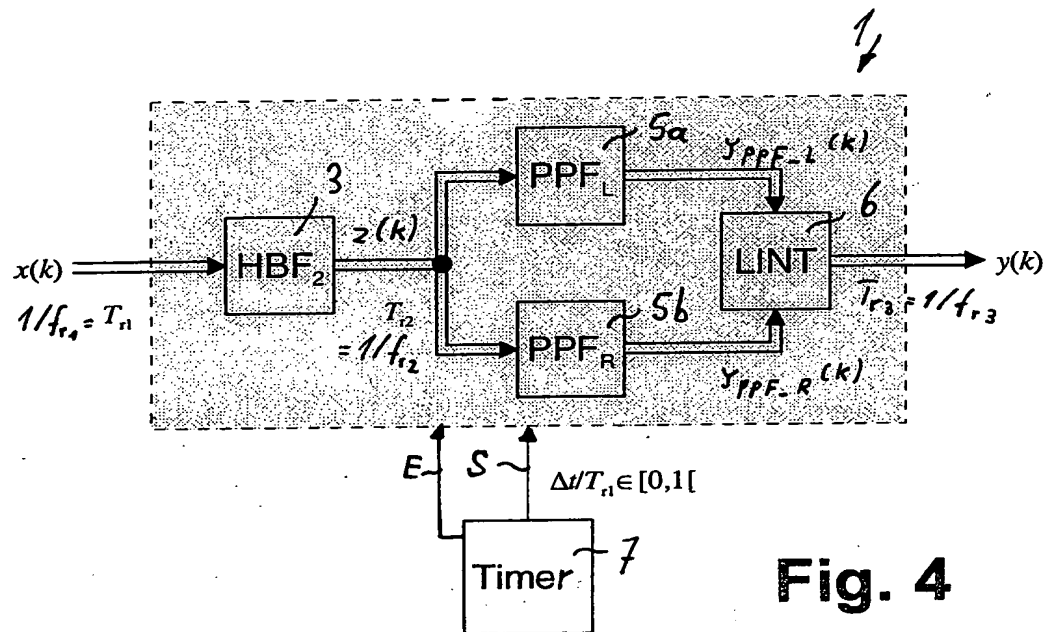


Fig. 4

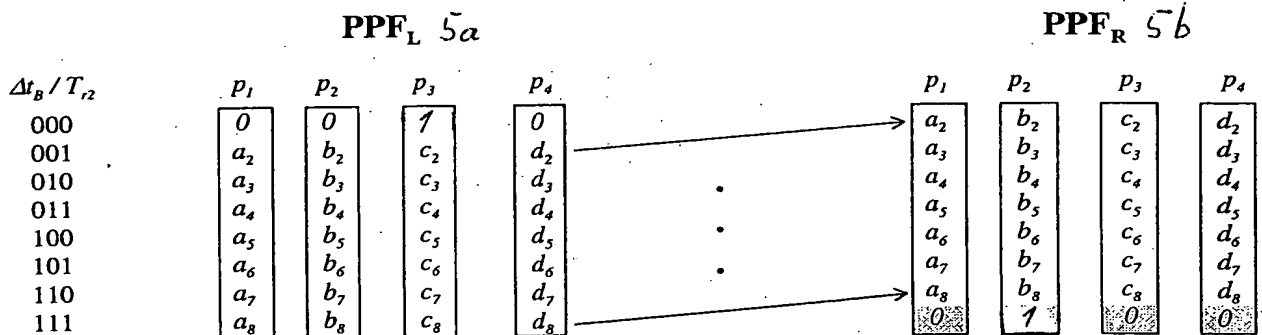


Fig. 6

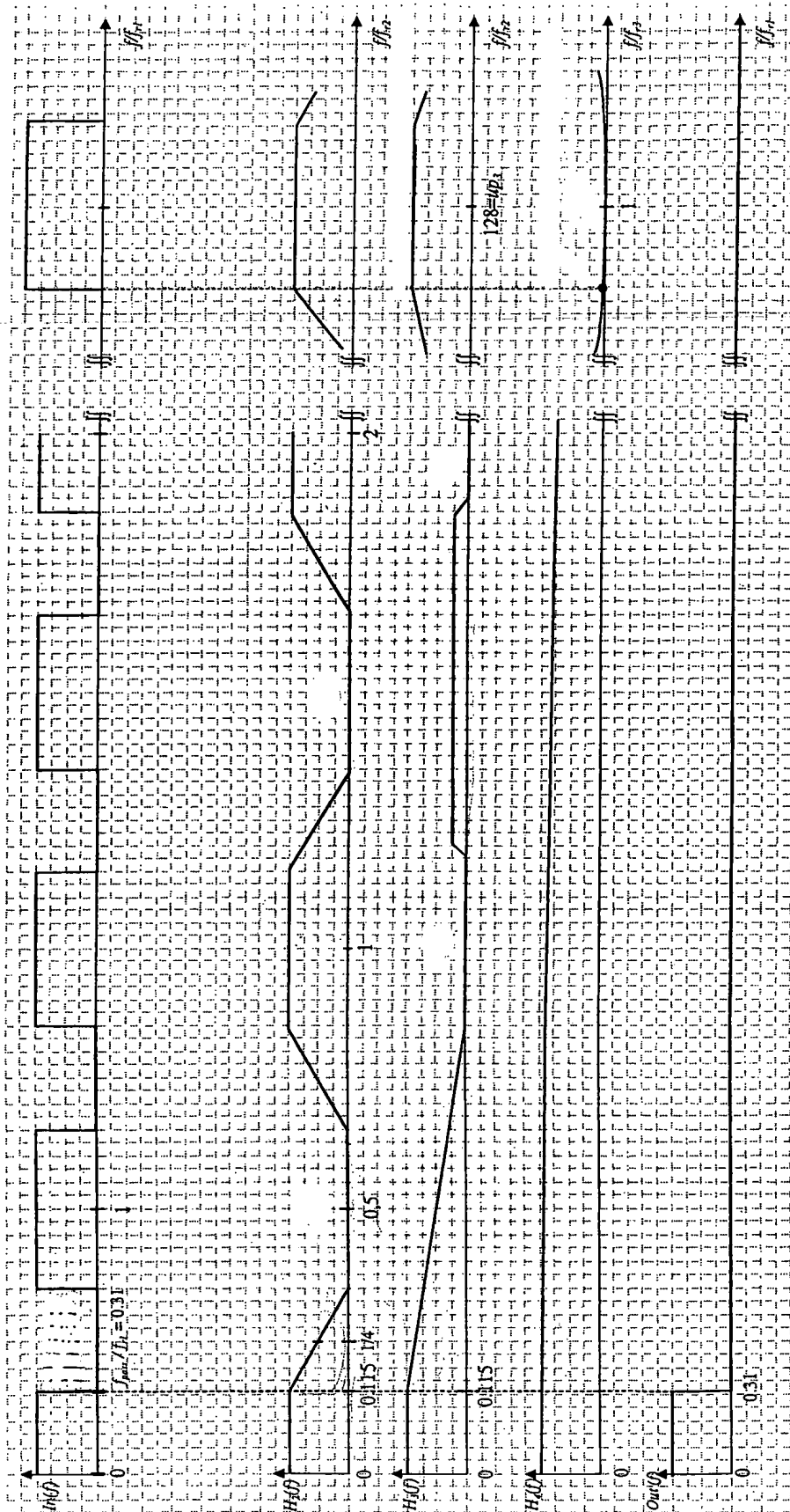
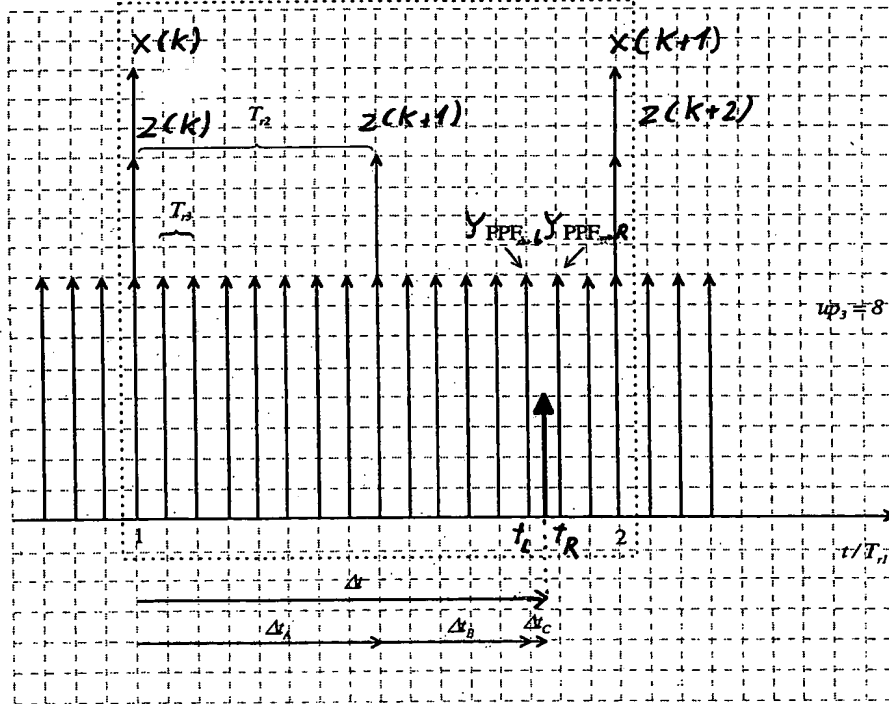
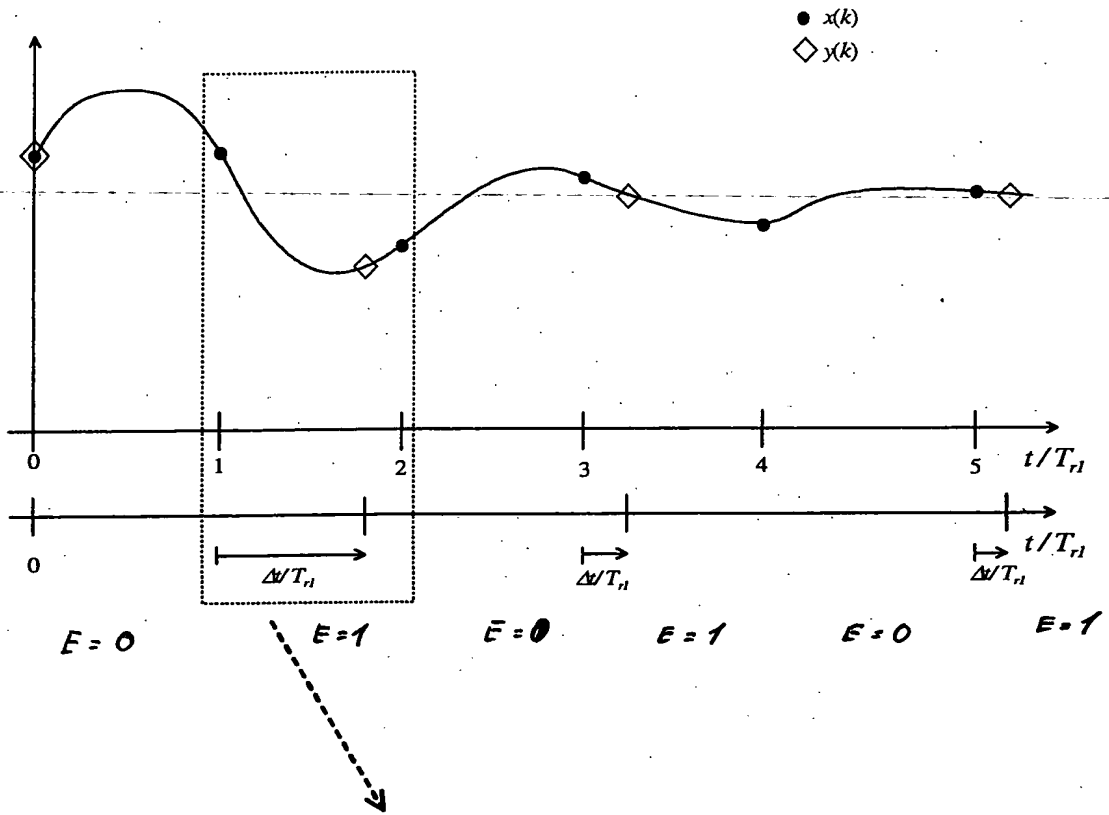


Fig. 2





**Fig. 5**

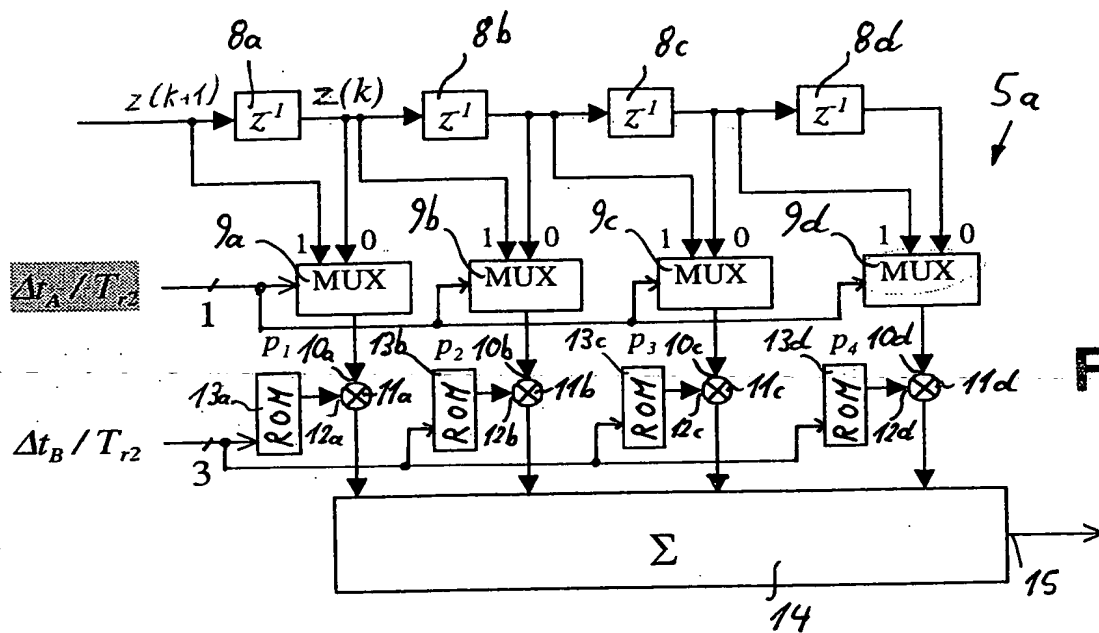


Fig. 7

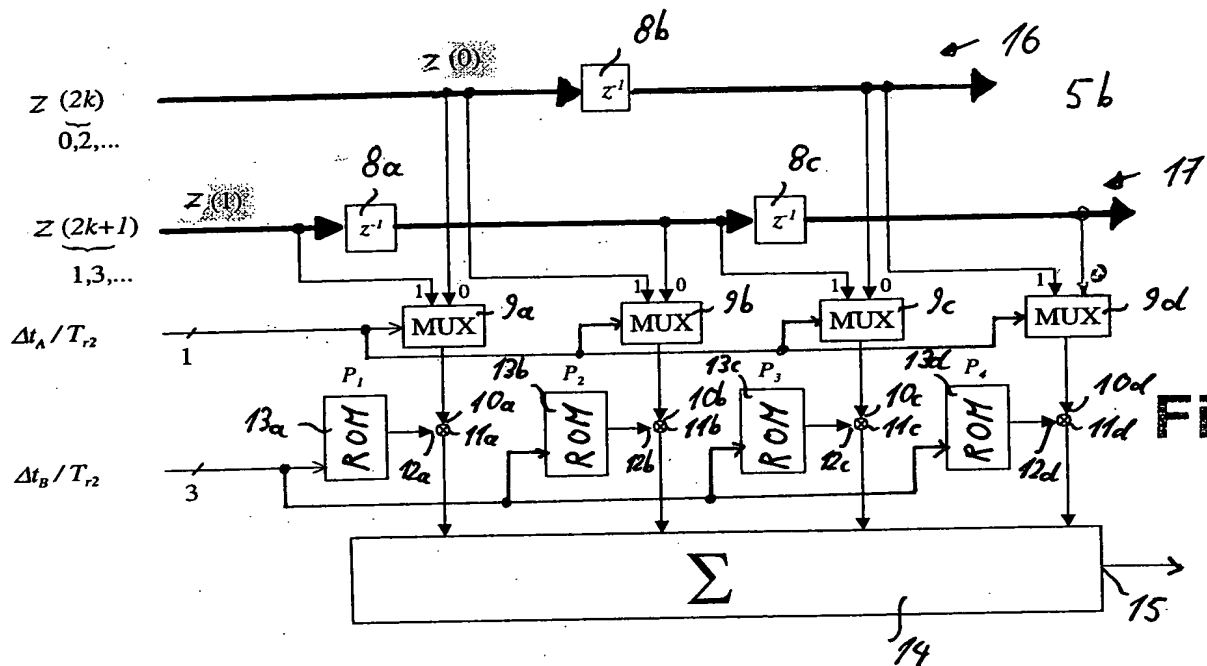


Fig. 8

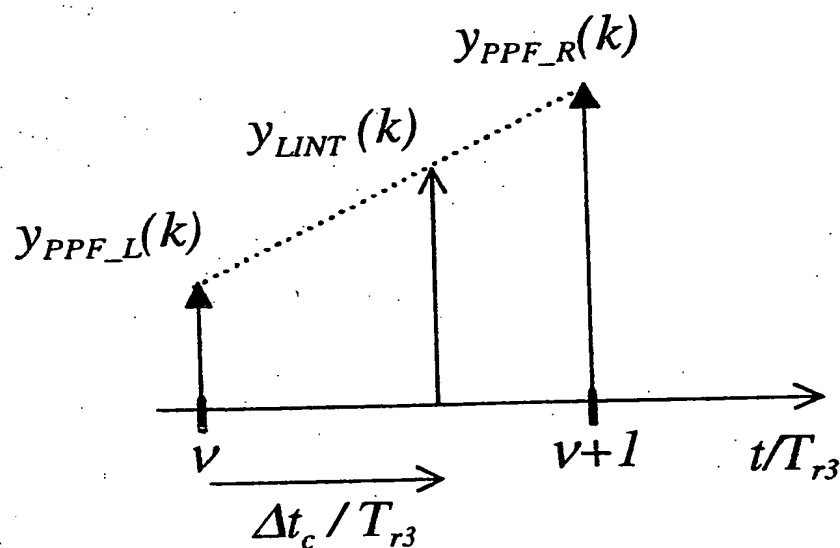


Fig. 9